

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-223582

(43)Date of publication of application : 09.08.2002

(51)Int.Cl.

H02P 6/10

B66B 1/30

H02P 21/00

(21)Application number : 2001-018450

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 26.01.2001

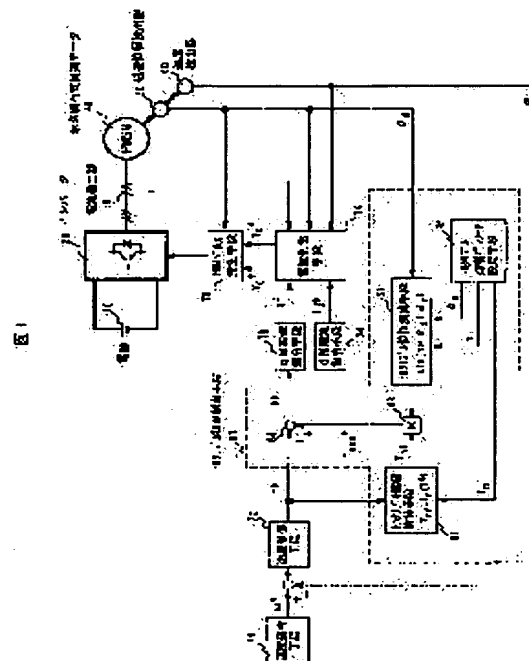
(72)Inventor : ONUMA NAOTO
HOKARI SADA O
MATSUKUMA TOSHIJI
MITSUNE SHUNSUKE
KISHIKAWA KOSEI
OKI SHIGERU

(54) APPARATUS AND METHOD FOR CONTROLLING PERMANENT MAGNET TYPE SYNCHRONOUS MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress ripple components generated at the output torque of a permanent magnet type synchronous motor, even if the output torque of the synchronous motor changes in whatever manner.

SOLUTION: An apparatus for controlling the permanent magnet type synchronous motor comprises a torque ripple suppressing control means 80, having a torque ripple amplitude arithmetic means 81 for calculating the amplitude of a torque ripple generated at the output torque of the permanent magnet type synchronous motor 40, in response to the amplitude of a torque command T^* of the motor 40 for outputting a torque ripple amplitude signal T_{nf} , a torque ripple phase arithmetic means 82 for calculating a sine wave signal $\sin(n\theta_d + dn)$, in response to a phase of the torque ripple from a pole phase θ_d of the motor, and a multiplying means 83 for multiplying the torque ripple amplitude signal by a sine wave signal, in response to the phase of the torque ripple to output a torque ripple suppressing signal T_{sup}^* for suppressing ripple components generated at the output torque of the motor. Thus, the torque ripple suppressing signal is injected in the torque command of the motor to generate a new torque command T^{**} .



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.02.2004

[Date of sending the examiner's decision of] 23.05.2006

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-223582

(P2002-223582A)

(43) 公開日 平成14年8月9日 (2002.8.9)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 0 2 P 6/10		B 6 6 B 1/30	H 3 F 0 0 2
B 6 6 B 1/30		H 0 2 P 6/02	3 4 1 G 5 H 5 6 0
H 0 2 P 21/00		5/408	C 5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2001-18450 (P2001-18450)

(22) 出願日 平成13年1月26日 (2001.1.26)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 大沼 直人

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会

社日立製作所ビルシステムグループ内

(72) 発明者 保莉 定夫

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会

社日立製作所ビルシステムグループ内

(74) 代理人 100099302

弁理士 笹岡 茂 (外1名)

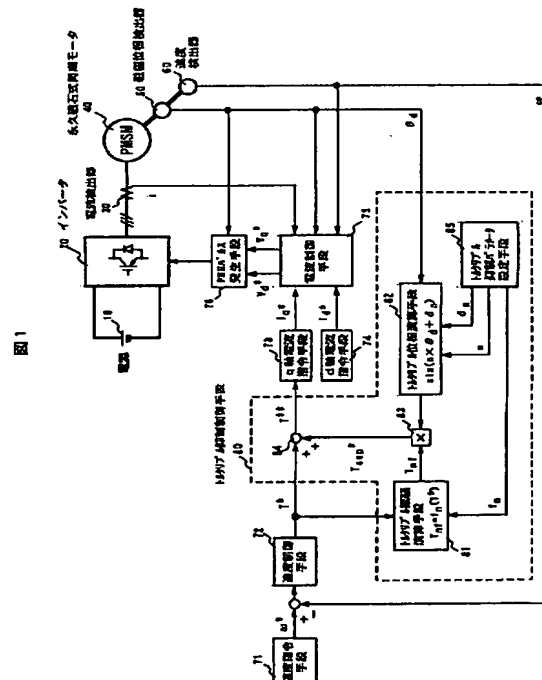
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 永久磁石式同期モータの制御装置および方法

(57) 【要約】

【課題】 永久磁石式同期モータの出力トルクがいかように変化しようとも、出力トルクに生じるリップル成分を抑制することにある。

【解決手段】 永久磁石式同期モータ40のトルク指令 T^* の大きさに応じてモータの出力トルクに生じるトルクリップルの大きさを演算し、トルクリップル振幅信号 T_{nf} として出力するトルクリップル振幅演算手段81と、モータの磁極位相 θ_d からトルクリップルの位相に応じた正弦波信号 $\sin(n \cdot \theta_d + \delta n)$ を演算するトルクリップル位相演算手段82と、トルクリップル振幅信号とトルクリップルの位相に応じた正弦波信号とを乗算し、モータの出力トルクに生じるリップル成分を抑制するトルクリップル抑制信号 T_{sup*} を出力する乗算手段83からなるトルクリップル抑制制御手段80を設け、トルクリップル抑制信号をモータのトルク指令に注入し、新たなトルク指令 T^{**} を作成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 可変電圧・可変周波数のインバータによって駆動される永久磁石式同期モータにおいて、前記モータのトルク指令または前記モータの q 軸電流指令と前記モータの磁極位相に応じて前記モータの出力トルクに生じるリップル成分を抑制するトルクリプル抑制制御手段を設けることを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 2】 請求項 1 において、前記トルクリプル抑制制御手段は、前記トルク指令の大きさに応じてトルクリプル振幅信号を出力するトルクリプル振幅演算手段と、前記モータの磁極位相から前記トルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、前記トルクリプル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算し、前記トルクリプル抑制信号を出力する乗算手段から構成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 3】 請求項 1 において、前記トルクリプル抑制制御手段は、前記トルク指令値の大きさに応じて q 軸電流リップル振幅信号を出力する q 軸電流リップル振幅演算手段と、前記モータの磁極位相から前記トルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、前記 q 軸電流リップル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リップル抑制信号を出力する乗算手段から構成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 4】 請求項 1 において、前記トルクリプル抑制制御手段は、前記モータの q 軸電流指令の大きさに応じて q 軸電流リップル振幅信号を出力する q 軸電流リップル振幅演算手段と、前記モータの磁極位相から前記トルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、前記 q 軸電流リップル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リップル抑制信号を出力する乗算手段から構成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 5】 請求項 2 において、トルクリプル抑制信号制限手段を設け、前記トルクリプル抑制信号の前記トルク指令への注入は、前記モータの速度または前記トルクリプルの周波数または前記インバータの周波数に応じて制限することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 6】 請求項 3 または請求項 4 において、q 軸電流リップル抑制信号制限手段を設け、前記 q 軸電流リップル抑制信号の前記 q 軸電流指令への注入は、前記モータの速度または前記トルクリプルの周波数または前記インバータの周波数に応じて制限することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 7】 請求項 1 から請求項 6 のいずれかにおいて、前記トルクリプル振幅演算手段におけるトルクリプル振幅信号または q 軸電流リップル振幅演算手段における

q 軸電流リップル振幅信号の演算に用いる関数と、前記トルクリプルの位相から正弦波信号の演算に用いるトルクリプルの次数と初期位相を調整するトルクリプル抑制パラメータ設定手段を備えることを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 8】 請求項 1 から請求項 8 のいずれかにおいて、前記永久磁石式同期モータの軸端にシーブを接続し、前記シーブに巻付けられたロープを介して乗りかごを接続したエレベータの昇降を制御することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項 9】 可変電圧・可変周波数のインバータによって駆動される永久磁石式同期モータの制御方法において、前記モータのトルク指令または前記モータの q 軸電流指令と前記モータの磁極位相に応じて前記モータの出力トルクに生じるリップル成分を抑制するトルクリプル抑制信号または q 軸電流リップル抑制信号を演算し、前記モータのトルクの指令値または前記モータの q 軸電流指令に注入し、新たなトルク指令または q 軸電流指令を作成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御方法。

【請求項 10】 可変電圧・可変周波数のインバータによって駆動される永久磁石式同期モータの制御方法において、前記モータのトルク指令の大きさに応じて前記モータの出力トルクに生じるトルクリプルの大きさを演算し、トルクリプル振幅信号として得ると共に、前記モータの磁極位相から前記トルクリプルの位相に応じた正弦波信号を演算し、前記トルクリプル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算して前記モータの出力トルクに生じるリップル成分を抑制するトルクリプル抑制信号を得、前記トルクリプル抑制信号を前記モータのトルク指令に注入し、新たなトルク指令を作成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御方法。

【請求項 11】 可変電圧・可変周波数のインバータによって駆動される永久磁石式同期モータの制御方法において、前記モータのトルク指令の大きさに応じて前記モータの出力トルクに生じる q 軸電流リップルの大きさを演算し、q 軸電流リップル振幅信号として得ると共に、前記モータの磁極位相からトルクリプルの位相に応じた正弦波信号を演算し、前記 q 軸電流リップル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算して前記モータの出力トルクに生じるリップル成分を抑制する q 軸電流リップル抑制信号を得、前記 q 軸電流リップル抑制信号を前記モータの q 軸電流指令に注入し、新たな q 軸電流指令を作成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御方法。

【請求項 12】 可変電圧・可変周波数のインバータによって駆動される永久磁石式同期モータの制御方法において、前記モータの q 軸電流指令の大きさに応じて前記モータの出力トルクに生じる q 軸電流リップルの大きさを演算し、q 軸電流リップル振幅信号として得ると共に、前記モータの磁極位相からトルクリプルの位相に応じた正

弦波信号を演算し、前記 q 軸電流リプル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算して前記モータの出力トルクに生じるリプル成分を抑制する q 軸電流リプル抑制信号を得、前記 q 軸電流リプル抑制信号を前記モータの q 軸電流指令に注入し、新たな q 軸電流指令を作成することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、永久磁石を界磁に利用した永久磁石式同期モータの制御装置および方法に係り、特に、モータが発生するトルクを制御する技術に関する。

【0002】

【従来の技術】小型強力な永久磁石を界磁に利用した同期モータは、小型化が可能であり、モータを含む駆動装置が小型化でき、また、効率が向上することのメリットがある。一方、エレベータの用途では乗り心地が重要視されており、これを実現するためには、乗りかごを昇降駆動するモータの出力トルクをいかなる乗車人数（積載量）であっても起動から停止まで円滑に制御する必要がある。特に、エレベータのロープの影響により振動が増幅される共振周波数付近では、モータの出力トルクに含まれる脈動成分（トルクリプル）を限りなく小さくすることが望ましい。そこで、永久磁石式同期モータが発生するトルクのリプル成分を抑制するため、特開昭 62-163591 号公報、特開昭 63-31493 号公報および特開平 10-191680 号公報には、モータの磁極位相からトルクリプルを抑制する信号を得てトルク指令を補正することが開示されている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】一般に、エレベータの用途では、絶えず乗りかご内の乗車人数が変化するため、モータに加わる負荷が常時変化する。この結果、モータに発生させるべきトルクも負荷に応じて変化すると同時に、速度が速度指令に追従するような加減速トルクも合わせて発生しなければならない。しかし、上記の従来技術では、連続的に変化するモータのトルクに対する検討がなされていない。すなわち、トルクリプルの大きさがモータトルクの大きさに応じて変化するような場合には、十分な抑制ができない。あるいは、過補正になってトルクリプルを増加させてしまう恐れもある。

【0004】本発明の課題は、モータの出力トルクがいかに変化しようとも、出力トルクに生じるリプル成分を抑制するに好適な永久磁石式同期モータの制御装置および方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記課題は、永久磁石式同期モータのトルク指令または前記モータの q 軸電流指令と前記モータの磁極位相に応じて前記モータの出力トルクに生じるリプル成分を抑制するトルクリプル抑制制

御手段を設ける。ここで、トルクリプル抑制制御手段は、トルク指令の大きさに応じてトルクリプル振幅信号を出力するトルクリプル振幅演算手段と、モータの磁極位相からトルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、トルクリプル振幅信号と正弦波信号とを乗算し、トルクリプル抑制信号を出力する乗算手段から構成する。また、トルクリプル抑制制御手段は、トルク指令値の大きさに応じて q 軸電流リプル振幅信号を出力する q 軸電流リプル振幅演算手段と、モータの磁極位相からトルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、q 軸電流リプル振幅信号と正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リプル抑制信号を出力する乗算手段から構成する。また、トルクリプル抑制制御手段は、モータの q 軸電流指令の大きさに応じて q 軸電流リプル振幅信号を出力する q 軸電流リプル振幅演算手段と、モータの磁極位相からトルクリプルの位相に応じた正弦波信号を出力するトルクリプル位相演算手段と、q 軸電流リプル振幅信号と前記正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リプル抑制信号を出力する乗算手段から構成する。

【0006】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態について図面を用いて説明する。図 1 は、本発明の第 1 の実施形態による永久磁石式同期モータの制御装置を示す。図 1 において、直流電源 10 の直流電圧はインバータ 20 で可変電圧・可変周波数の交流に変換される。インバータ 20 の出力は永久磁石式同期モータ 40 に供給され、これにより同期モータ 40 を可変速駆動する。永久磁石式同期モータ 40 には磁極位相検出器 50、速度検出器 60 が接続される。磁極位相検出器 50 は、レゾルバやエンコーダなどが用いられ、同期モータ 40 の永久磁石界磁の位置すなわち磁極位相（磁極位置の角度）を検出する。速度検出器 60 は、エンコーダなどが用いられ、同期モータ 40 の回転速度を検出する。図示の例では、磁極位相検出器 50、速度検出器 60 を機能に分け、別記したが、実際にはレゾルバやエンコーダなど同一の機器により構成してもよい。

【0007】速度指令手段 71 から速度指令 ω^* が出力されると、速度検出器 60 の出力信号 ω との偏差 $\Delta\omega$ が速度制御手段 72 に入力される。速度制御手段 72 は、この偏差に応じて動作し、その出力信号は同期モータ 40 のトルク指令信号 T^* になる。速度制御手段 72 の出力信号 T^* は、後述するトルクリプル抑制制御手段 80 内で演算されたトルクリプル抑制信号 T_{sup}^* と加算手段 84 により加算され、新たなトルク指令信号 T^{**} になる。加算手段 84 の出力信号 T^{**} は q 軸電流指令手段 73 に入力され、q 軸電流指令手段 73 では新たなトルク指令信号 T^{**} に応じた q 軸電流指令 I_q^* が演算される。q 軸電流指令 I_q^* は、同期モータ 40 の電機子電流ベクトルの磁界方向と直交する成分の指令であり、電

流制御手段 75 に入力される。d 軸電流指令手段 74 は、同期モータ 40 の電機子電流ベクトルの磁界と同方向成分の指令である d 軸電流指令 I_d^* を演算し、この d 軸電流指令信号 I_d^* も電流制御手段 75 に入力される。永久磁石式同期モータの場合、永久磁石により電機子に対する磁界が常時確立しているので、通常、d 軸電流は零でよく、d 軸電流指令 I_d^* は零に設定される。電流制御手段 75 は、d 軸および q 軸の電流指令 I_d^* 、 I_q^* と磁極位相検出器 50 からの位相信号 θ_d をもとに電流検出器 30 で検出した実際の電流が指令通りに流れるように制御するためのもので、その出力は d 軸および q 軸の直流電圧指令 V_d^* 、 V_q^* になる。電流制御手段 75 の出力信号 V_d^* 、 V_q^* は、PWM パルス発生手段 76 に入力され、PWM パルス発生手段 76 では、磁極位相検出器 50 からの信号と直流の電圧指令信号 V_d^* 、 V_q^* とをもとにインバータ 20 を駆動する PWM パルス信号をインバータ 20 に出力する。インバータ 20 では、PWM パルス発生手段 76 からの PWM パルス信号により、PWM 制御が実行され、インバータ 20 の出力電圧、出力周波数が制御される。このようにして、*20

$$T_m = T + f_n(T) \cdot \sin(n \cdot \theta_d + \delta_n) \quad (1)$$

T_m : モータ出力トルク、 T : T_m の平均値 (直流分)
 n : トルクリプルの次数 (トルクリプル周波数 / インバータ周波数)

$f_n(T)$: n 次のトルクリプルの振幅 (T に対する関数)

θ_d : 磁極位相、 δ_n : n 次のトルクリプルの初期位相※

$$T_{sup} = -f_n(T) \cdot \sin(n \cdot \theta_d + \delta_n) \quad (2)$$

で演算すればよい。

【0009】図 2 と図 3 のようなトルクリプルが生じる★30 m は、

$$\begin{aligned} T_m = & T + f_4(T) \cdot \sin(4 \cdot \theta_d + \delta_4) \\ & + f_6(T) \cdot \sin(6 \cdot \theta_d + \delta_6) \\ & + f_{12}(T) \cdot \sin(12 \cdot \theta_d + \delta_{12}) \end{aligned} \quad (3)$$

となるので、抑制信号 T_{sup} は、

$$\begin{aligned} T_{sup} = & -\{f_4(T) \cdot \sin(4 \cdot \theta_d + \delta_4) \\ & + f_6(T) \cdot \sin(6 \cdot \theta_d + \delta_6) \\ & + f_{12}(T) \cdot \sin(12 \cdot \theta_d + \delta_{12})\} \end{aligned} \quad (4)$$

のように求まる。トルク (平均値) T に対する 4、6、12 次の各トルクリプルの関数 ($f_4(T)$ 、 $f_6(T)$ 、 $f_{12}(T)$) は、図 2 の実験結果から同定でき、さらに、初期位相 (δ_4 、 δ_6 、 δ_{12}) は図 3 のトルクリプルから各成分を分解した波形により容易に設定できる。

【0010】以上、説明したトルクリプルの抑制原理は、図 1 のトルクリプル抑制制御手段 80 によって実行される。トルクリプル振幅演算手段 81 は、速度制御手段 72 から出力されるトルク指令 T^* からトルクの大きさに応じたトルクリプル振幅信号 $T_n f (= f_n(T^*))$ を演算し、乗算手段 83 へ出力する。トルクリプル位相演算手段 82 は、磁極位相検出器 50 からの磁極

*永久磁石式同期モータ 40 の速度、トルクおよび電流が制御され、結果として、同期モータ 40 の出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができる。

【0008】本発明におけるトルクリプルの抑制原理を図 2、図 3 を用いて説明する。図 2 は、永久磁石式同期モータの出力トルク T_m の平均値 T に対する出力トルクに生じるリプル成分 (トルクリプル) $T_n f$ の振幅特性を示す。図 2 において、4、6、12 倍成分とは、インバータから同期モータに供給される電圧・電流の周波数に対して 4、6、12 倍の周波数で発生するトルクリプルである。永久磁石式同期モータのトルクリプルは、出力トルクの大きさに対して比例して発生せず、図 2 のように各成分のトルクリプルがそれぞれ独立かつ非線形に発生することを発明者らは実験から知見を得た。また、図 3 は、磁極位相 (d 軸位相) θ_d に対する各リプル成分の波形を示す。図 3 に示すように、磁極位相 θ_d に対する各トルクリプルの初期位相 δ_n は、同じ型式のモータであれば、出力トルク T およびインバータの周波数によらず一定であることも実験により確認している。すなわち、永久磁石式同期モータの出力トルク T_m は、

※で表すことができる。一方、本実施形態によれば、トルク指令 T^* とモータ出力トルクの平均値 T は一致するように動作する ($T^* = T$)。従って、トルクリプルを抑制するためには、数式 (1) の右辺第 2 項の成分を相殺する値 T_{sup} をトルク指令に注入すればよいことが分かる。ここで、 T_{sup} は、数式 (1) から

★モータについて、具体的に示すと、モータ出力トルク T

位相 θ_d からトルクリプルの位相に応じた正弦波信号 $\sin(n \cdot \theta_d + \delta_n)$ を演算し、乗算手段 83 へ出力する。乗算手段 83 はトルクリプル抑制信号 $T_n f$ とトルクリプル位相演算手段 83 からの正弦波信号とを乗算し、トルクリプル抑制信号 T_{sup}^* を出力する。乗算手段 83 の出力であるトルクリプル抑制信号 T_{sup}^* は、加算手段 84 によりトルク指令 T^* に注入される。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 は、抑制対象のトルクリプルの次数 n 、初期位相 δ_n 、トルクリプルの関数 f_n をトルクリプル振幅演算手段 81 とトルクリプル位相演算手段 82 へ出力する装置である。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 から出力されるパラメータ (n 、 δ_n 、 f_n) は、図 2 と図 3 に示したような

実験により、同定した値を予め設定するが、調整者が現場で設定してもよい。また、抑制対象のトルクリプルは、図2と図3の説明図では3成分であったが、1成分でもよいし、モータの出力トルクに生じるトルクリプルの各成分の全てを対象にしてもよい。さらに、トルクリプル抑制パラメータ設定手段85からトルクリプル振幅演算手段81へ出力される情報は、関数 f_n 情報でなく、トルク指令 T^* と各トルクリプル T_{nf} との関係をテーブル化した情報でもよい。例えば、トルクを0%、20%、40%、…、と20%きざみに出力した場合の各トルクリプルの振幅を測定し、それぞれの値を1次近似したトルクリプルの振幅を用いることもできる。なお、トルクリプル位相演算手段82に入力される磁極位相 θ_d は、磁極位相検出器50を使用せずに磁極位置推定オブザーバ(図示せず)を利用し、これによって得た磁極位相の推定値を用いてもよい。以上のように、本実施形態によれば、モータの負荷すなわち出力トルクがいかに変化しようとも、出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができるので、永久磁石式同期モータのトルクを高精度に管理することができる。

【0011】図4は、本発明の第2の実施形態を示す。図1の実施形態と異なるところは、トルクリプル抑制信号制限手段86を追加した点にある。図4において図1と同一番号のものは同一対象物を示し、説明を省略する。本実施形態は、トルクリプル抑制信号 T_{sup}^* のトルク指令 T^* への注入を同期モータの速度に応じて制限することに特徴がある。図4に示すようなモータ駆動制御演算をマイコンで演算する場合、一般的に高速応答が必要な電流制御演算を除いた速度制御とトルク制御の演算は、数ms～数十ms程度の周期で実行される。一方、モータのトルクに生じるリプル成分は、インバータ周波数の数倍～数十倍の周波数である。ここで、本実施形態のトルクリプル抑制制御が上記数ms～数十msの周期で実行される場合、モータの速度が高くなる領域では、抑制すべきトルクリプルの周波数が数msの演算周期で実現可能な周波数(デジタル演算で表現可能な最大周波数 f_{max} は、サンプリング周期を T_s とすると、サンプリング定理から $f_{max} = 1/(2 \cdot T_s)$ になる)に近くなるため、誤補正することが懸念され *

$$T = 3 \cdot p \cdot \Phi_a \cdot I_q + 3 \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \quad (5)$$

p : モータの極対数(極数/2)

Φ_a : モータの永久磁石による磁束

L_d : d軸インダクタンス、 L_q : q軸インダクタンス

I_d : d軸電流、 I_q : q軸電流

で表すことができる。非突極型のモータでは $L_d = L_q$ である。また、突極型のモータの場合でも、通常、d軸

$$T = K_t \cdot I_q$$

K_t : トルク定数($= 3 \cdot p \cdot \Phi_a$)で表すことができ、トルク T はq軸電流 I_q に比例する。そこで、数式(2)のトルクリプル抑制値 T_{sup} は、数式(6)か

る。例えば、1msサンプリング、18次のトルクリプル、50Hzのインバータ周波数の場合は、 $f_{max} = 1/(2 \times 1ms) = 500Hz < 18次 \times 50Hz = 900Hz$ となり、誤補正となる。そこで、本実施形態では、トルクリプル抑制信号 T_{sup}^ の注入をモータの速度 ω に応じてトルクリプル抑制信号制限手段86により制限する。トルクリプル抑制信号制限手段86は、モータの速度 ω がある閾値を超えた時点から一定の割合の係数(< 1)を乗じて徐々にトルクリプル抑制信号 T_{sup}^* を制限する。これにより上記問題は解決できる。なお、上記説明ではモータの速度からトルクリプル抑制信号の制限を判断したが、モータの速度をトルクリプルの周波数に換算し、抑制信号の制限を判断してもよいし、インバータ周波数で判断してもよい。また、トルクリプル抑制信号の制限をせずに、高い周波数までトルクリプルの抑制を行いたい場合には、当然のことながら、本発明のトルクリプル抑制制御を演算周期が短い電流制御演算と同じ周期で演算を実行すればよいことは言うまでもないが、その場合、演算が増加する分だけ高い処理能力を有するマイコンが必要となる。しかし、一般的な用途において、モータに連結される負荷機器の機械振動で抑制困難なものは数Hzの低周波振動であり、上記のような高い周波数は防振設計が比較的容易であり、トルクリプルの周波数が高周波になった時点でトルクリプル抑制を制限しても問題がない場合が多い。このように構成すると、演算処理能力が低い安価なマイコンを用いた場合でも誤補正がなく、トルクリプルの抑制が確実に行われるため、安定したトルク制御が可能になる利点がある。

30 【0012】図5は、本発明の第3の実施形態を示す。図5において図1と同一番号のものは同一対象物を示し、説明を省略する。本実施形態は、トルクリプルを抑制するためのトルクリプル抑制信号 T_{sup}^* をトルク指令 T^* ではなく、q軸電流指令 I_q^* に注入する点に特徴がある。図1とはトルクリプル抑制制御手段100、q軸電流リプル振幅演算手段87、乗算手段88、加算手段89が異なる。永久磁石式同期モータの出力トルク T は、

$$(6)$$

らトルク定数 K_t で除算すれば、q軸電流値に換算できることが分る。本実施形態は、以上の原理に基づきq軸電流指令 I_q^* にトルクリプルを抑制するためのq軸電

流リプル抑制信号 I_{qsup} を注入する。図 5 において、速度制御手段 72 の出力信号 T^* は直接 q 軸電流指令手段 73 に入力され、q 軸電流指令 I_{q^*} に変換された後にトルクリプル抑制制御手段 100 内で演算された q 軸電流リプル抑制信号 I_{qsup} と加算手段 89 により加算され、新たな q 軸電流指令信号 $I_{q^{**}}$ となる。ここで、q 軸電流リプル振幅演算手段 87 は、速度制御手段 72 から出力されるトルク指令 T^* からトルクの大きさに応じた q 軸電流リプル振幅信号 $I_{qn f}$ ($= f n(T^*)$) を演算し、乗算手段 88 へ出力する。乗算手段 88 は、q 軸電流リプル振幅信号 $I_{qn f}$ とトルクリプル位相演算手段 82 からの正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リプル抑制信号 I_{qsup} を出力する。乗算手段 88 の出力である q 軸電流リプル抑制信号 I_{qsup} は、加算手段 89 により q 軸電流指令 I_{q^*} に注入される。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 は、抑制対象のトルクリプルの次数 n 、初期位相 δn 、トルクリプルを q 軸電流に換算した関数 $f n$ を q 軸電流リプル振幅演算手段 87 とトルクリプル位相演算手段 82 へ出力する。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 から出力される上記パラメータ (n 、 δn 、 $f n$) は、第 1 の実施形態と同様な方法により設定される。以上のように、本実施形態においても図 1 の実施形態と同様な効果が得られ、モータの負荷が変化しても、出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができるので、永久磁石式同期モータのトルクを高精度に管理することができる。なお、本実施形態においても、当然のことながら、図 4 のトルクリプル抑制信号の注入を制限するトルクリプル抑制信号制限手段 86 と同様に、この制限手段 86 と機能を同じくする q 軸電流リプル抑制信号の注入を制限する q 軸電流リプル抑制信号制限手段 (図示せず) が適用できる。

【0013】図 6 は、本発明の第 4 の実施形態を示す。図 6 において図 5 と同一番号のものは同一対象物を示し、説明を省略する。本実施形態は、図 5 に比較して数式 (6) のトルク T は q 軸電流 I_q に比例することを利用し、モータのトルク T の大きさをトルク指令 T^* ではなく、q 軸電流指令 I_{q^*} から得る点に特徴がある。図 5 とはトルクリプル抑制制御手段部品番号 101、q 軸電流リプル振幅演算手段 90 が異なる。図 6 において、q 軸電流リプル振幅演算手段 90 は、q 軸電流指令手段 73 から出力される q 軸電流指令 I_{q^*} からトルクに相当する q 軸電流の大きさに応じた q 軸電流リプル振幅信号 $I_{qn f}$ ($= f n(I_{q^*})$) を演算し、乗算手段 88 へ出力する。乗算手段 88 は、q 軸電流リプル振幅信号 $I_{qn f}$ とトルクリプル位相演算手段 82 からの正弦波信号とを乗算し、q 軸電流リプル抑制信号 I_{qsup} を出力する。乗算手段 88 の出力であるトルクリプル抑制信号 I_{qsup} は、加算手段 89 により q 軸電流指令 I_{q^*} に注入され、新たな q 軸電流指令信号 $I_{q^{**}}$

となる。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 は、抑制対象のトルクリプルの次数 n 、初期位相 δn 、トルクリプルを q 軸電流に換算した関数 $f n$ を q 軸電流リプル振幅演算手段 87 とトルクリプル位相演算手段 82 へ出力する。トルクリプル抑制パラメータ設定手段 85 から出力される上記パラメータ (n 、 δn 、 $f n$) は、第 1 の実施形態と同様な方法により設定される。以上のように、本実施形態においても図 1 の実施形態と同様な効果が得られ、モータの負荷が変化しても、出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができるので、永久磁石式同期モータのトルクを高精度に管理することができる。なお、本実施形態においても、当然のことながら、図 4 のトルクリプル抑制信号の注入を制限するトルクリプル抑制信号制限手段 86 と同様に、この制限手段 86 と機能を同じくする q 軸電流リプル抑制信号の注入を制限する q 軸電流リプル抑制信号制限手段 (図示せず) が適用できる。

【0014】図 7 は、本発明をエレベータに応用した実施形態を示す。図 7 において図 1 と同一番号のものは同一対象物を示す。図 1 の直流電源 10 が図 5 では交流電源 10a とダイオードで構成したコンバータ 10b と平滑コンデンサ 10c により構成される。また、永久磁石式同期モータ 40 の軸端にシープ 2 を接続し、シープ 2 に巻付けられたロープ 4 を介して乗りがご 1 とカウンタウエイト 3 が接続される。永久磁石式同期モータ 40 すなわちシープ 2 の回転にしたがって乗りがご 1 は昇降する。本発明による制御装置は、エレベータのように乗客の有無による積載量の違いや加減速によってモータのトルクが絶えず変化する負荷特性をもつ駆動系に適用すると効果がある。すなわち、モータの出力トルクがいかように変化しようとも、出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができるので、永久磁石式同期モータのトルクを高精度に管理できる。その結果、モータのトルクリプルによって生じる乗りがごの上下振動を抑制し、良好な乗り心地を得ることができる。なお、このような駆動系に適用する実施形態は図 1 のものだけでなく、前記の全ての実施形態が適用できるのは言うまでもない。

【0015】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、モータの負荷すなわち出力トルクがいかように変化しようとも、出力トルクに生じるリプル成分を抑制することができ、この結果、永久磁石式同期モータのトルクを高精度に管理することができる。また、トルクリプル抑制信号のトルク指令への注入および q 軸電流指令への注入をモータの速度またはトルクリプルの周波数に応じて制限することにより、演算処理能力が低い安価なマイコンを用いた場合でも誤補正がなく、トルクリプルの抑制が確実に行われるため、安定したトルク制御が可能となる。また、本発明をエレベータのように乗客の有無による積載量の違いや加減速によってモータのトルクが絶え

11

ず変化する負荷特性をもつ駆動系に適用することによって、モータのトルクリプルによって生じる乗りかごの上下振動を抑制し、良好な乗り心地を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態による永久磁石式同期モータの制御装置

【図 2】出力トルクに対するリプル成分特性の一例を示す図

【図 3】磁極位相に対するリプル成分の波形の一例を示す図

【図 4】本発明の第 2 の実施形態

【図 5】本発明の第 3 の実施形態

【図 6】本発明の第 4 の実施形態

【図 7】本発明の応用例

【符号の説明】

1…乗りかご、2…シーブ、3…カウンタウエイト、4

12

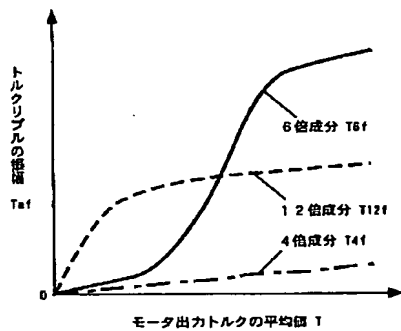
…ロープ、10a…交流電源、10b…コンバータ、10c…平滑コンデンサ、10…直流電源、20…インバータ、30…電流検出器、40…永久磁石式同期モータ、50…磁極位置検出器、60…速度検出器、71…速度指令手段、72…速度制御手段、73…q 軸電流指令手段、74…d 軸電流指令手段、75…電流制御手段、76…PWMパルス発生手段、80…トルクリプル抑制制御手段、81…トルクリプル振幅演算手段、82…トルクリプル位相演算手段、83…乗算手段、84…加算手段、85…トルクリプル抑制パラメータ設定手段、86…トルクリプル抑制信号制限手段、87…q 軸電流リプル振幅演算手段、88…乗算手段、89…加算手段、90…q 軸電流リプル振幅演算手段、100…トルクリプル抑制制御手段、101…トルクリプル抑制制御手段

10

【図 2】

図 2

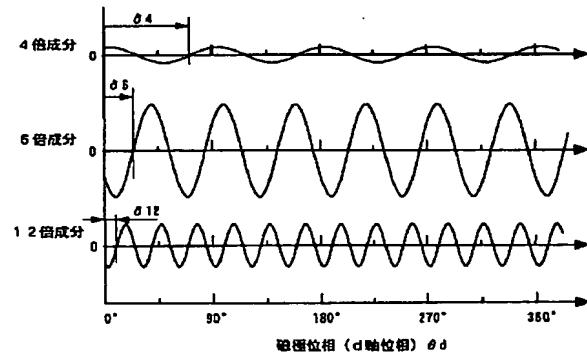
出力トルクに対するリプル成分特性の一例



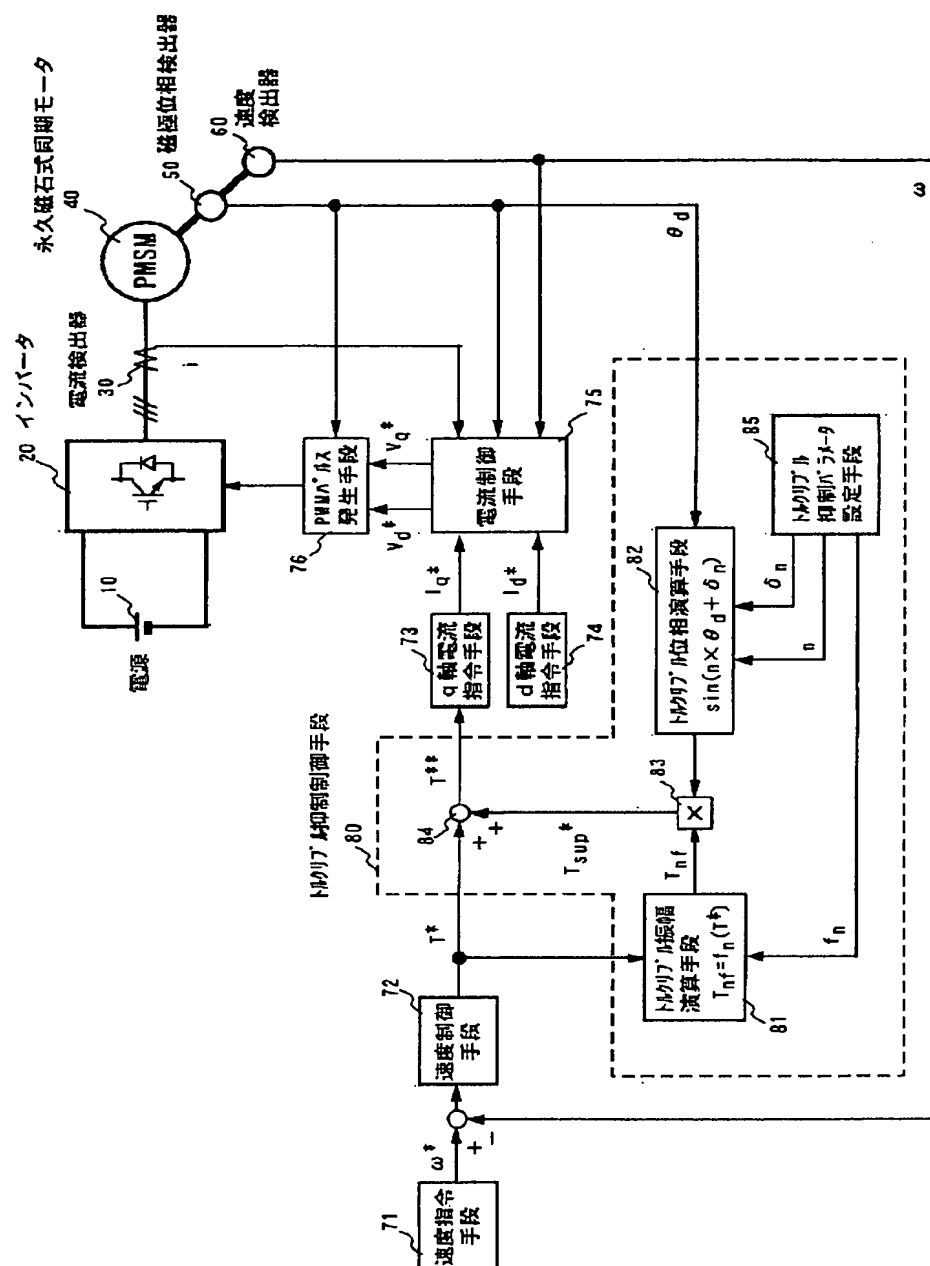
【図 3】

図 3

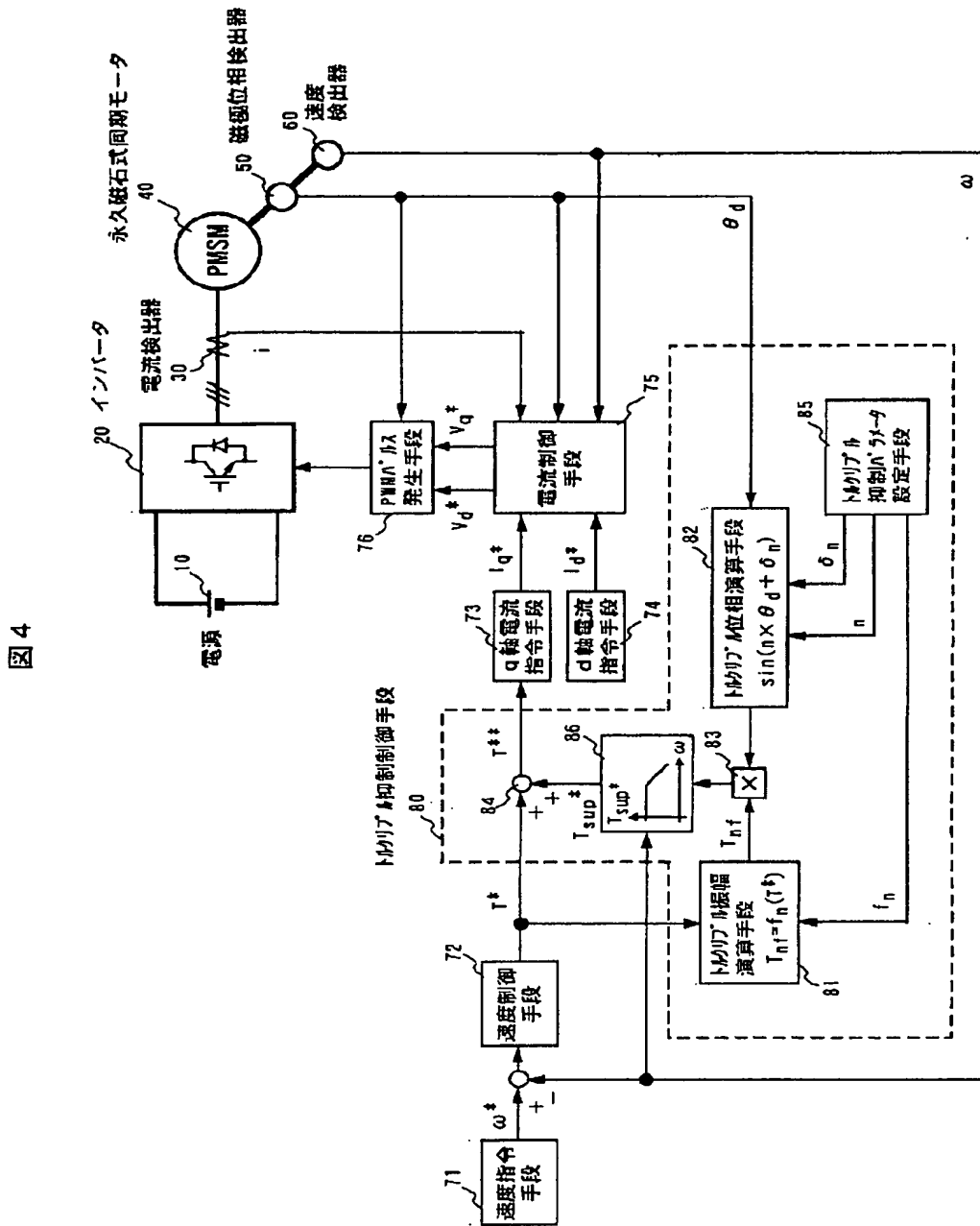
磁極位相に対するリプル成分の波形の一例



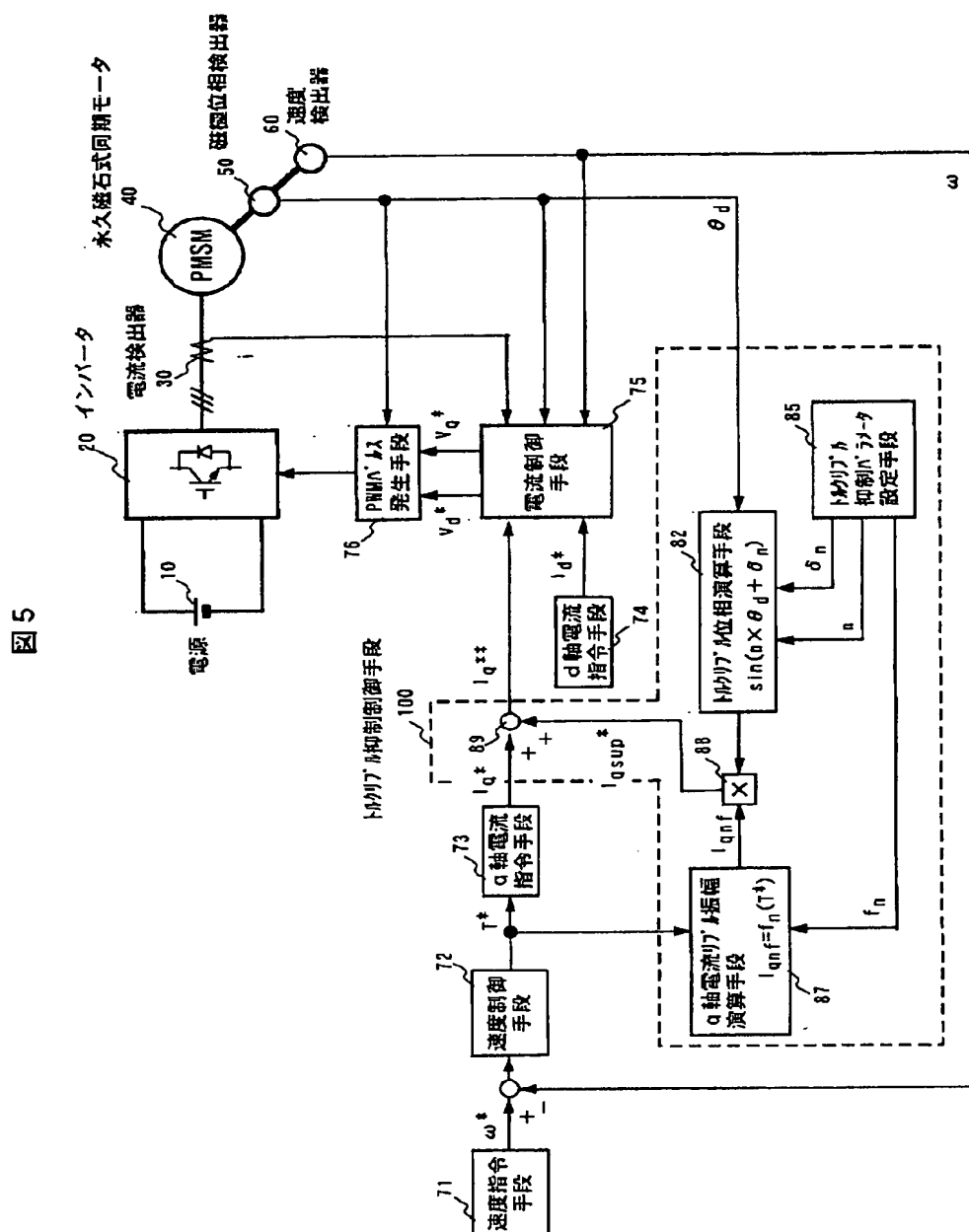
一
X



【図 4】

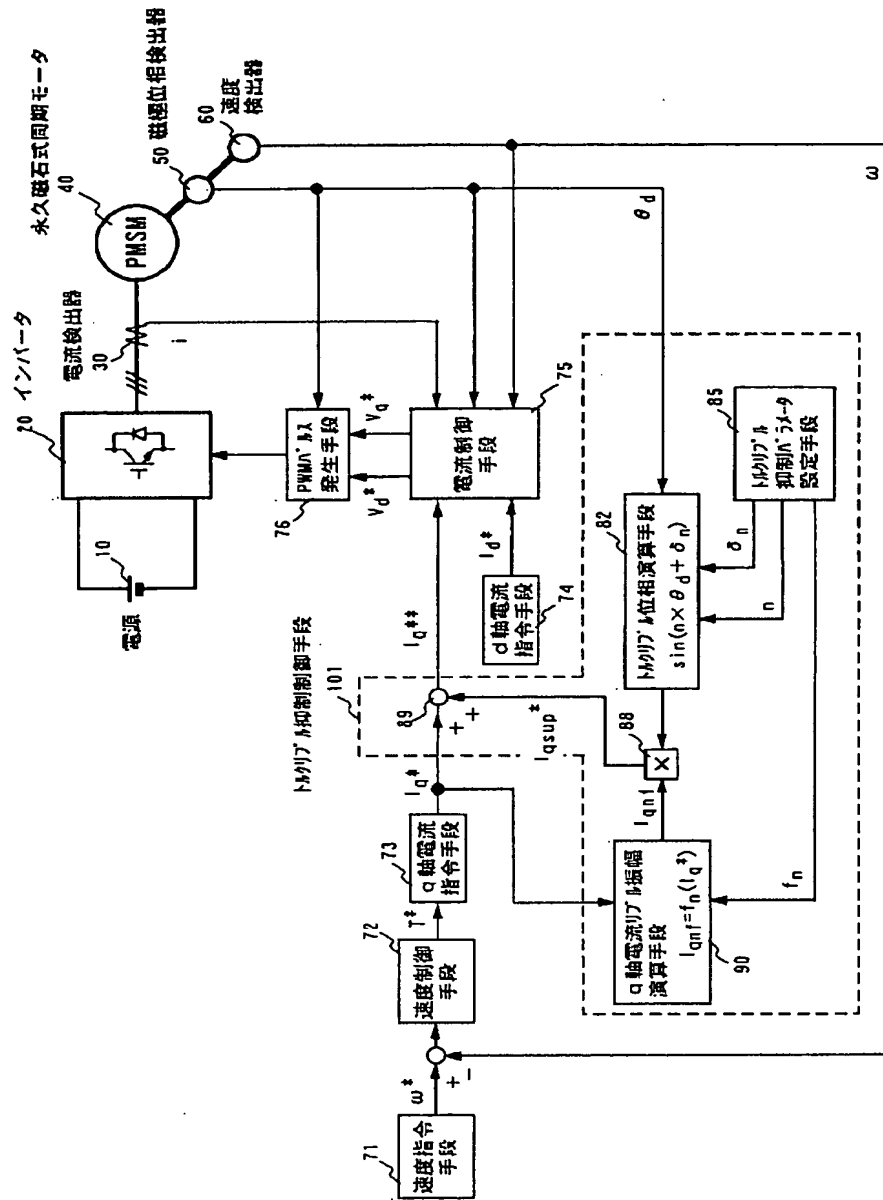


【図 5】

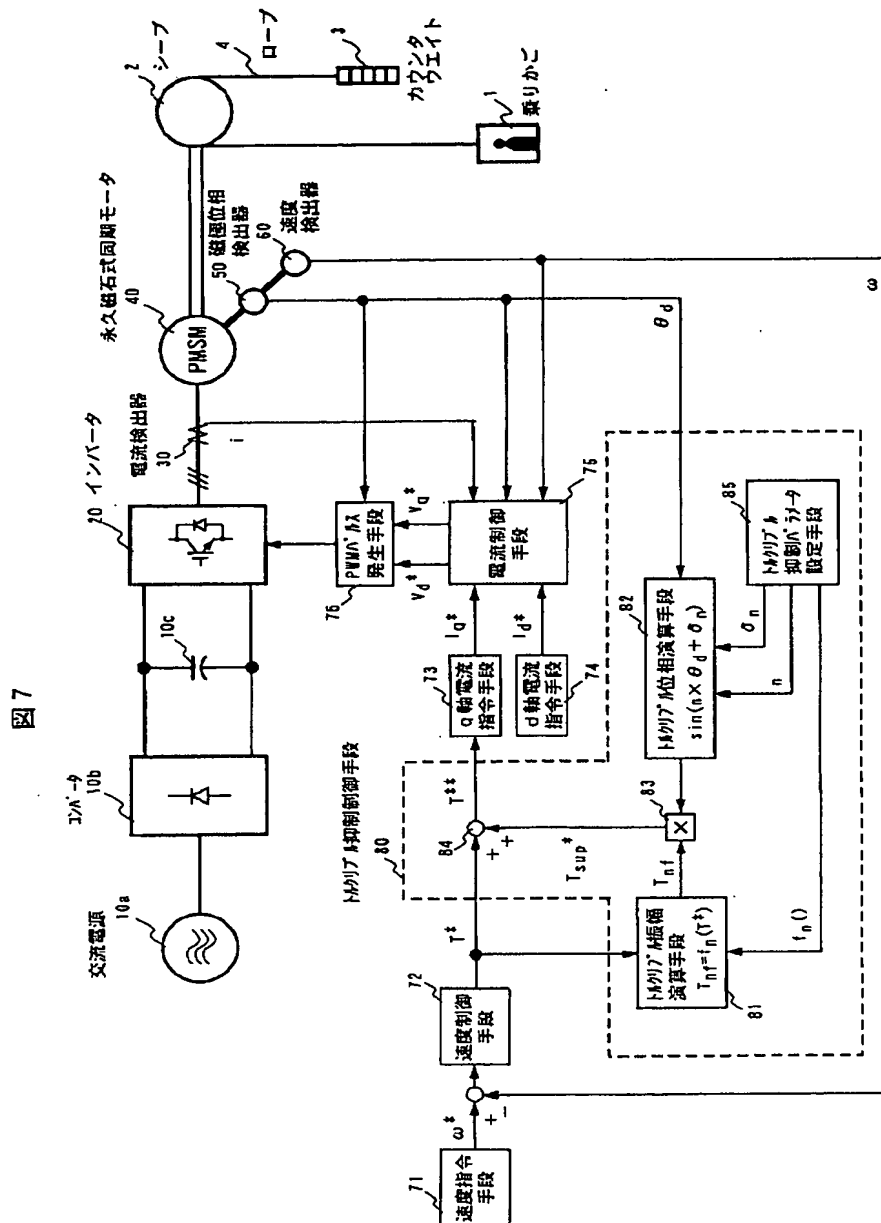


【図6】

図6



【图 7】



フロントページの続き

(72) 発明者 松熊 利治
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所ビルシステムグループ内

(72) 発明者 三根 俊介
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所ビルシステムグループ内

(72) 発明者 岸川 孝生
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会社
日立製作所ビルシステムグループ内

(72) 発明者 大木 茂
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会社
日立製作所ビルシステムグループ内

F ターム (参考) 3F002 CA06 EA08 GA08
5H560 AA10 BB12 DA07 DA10 DB07
DC01 DC12 EB01 GG04 RR01
SS01 UA06 XA04 XA12 XA13
5H576 AA07 BB04 CC01 DD02 DD07
EE01 EE11 GG01 GG02 GG04
HB02 JJ03 JJ04 JJ08 JJ25
JJ28 LL07 LL38 LL39 LL41
LL58

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record.**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.